

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-008101

(43)Date of publication of application : 12.01.2001

---

(51)Int.Cl. H04N 5/335

H01L 27/146

---

(21)Application number : 2000-  
137372

(71)Applicant : EASTMAN KODAK CO

(22)Date of filing : 10.05.2000 (72)Inventor : WAYNE E PRENTICE  
GUIDASH ROBERT  
MICHAEL

---

(30)Priority

Priority number : 99 311529 Priority date : 13.05.1999 Priority country : US

---

(54) ACTIVE PIXEL SENSOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an image sensor having an extended maximum detectable signal level and a dynamic range while holding the reading of low noise compact pixels and simple and low frequency.

SOLUTION: The active pixel sensor is provided with a photodetection part(PD) 52 connecting at least one pixel to a reset gate(RG) and a comparator 54 connected to the PD 52 and capable of regulating a threshold and constituted so that when the comparator 54 determines arrival at a prescribed threshold stored

electric charge is read out as a discrete value and the read discrete value is directly converted into digital display.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1]An active pixel sensor which has two or more pixelscomprising:

A photodetector with which at least one pixel was functionally combined with a reset device.

A threshold level combined with said photodetector.

A device in which a time of said photodetector reaching said threshold level is shown.

An analog detector which interfaces a signal of said photodetector with a signal bus.

[Claim 2]The active pixel sensor according to claim 1 with which said device is further provided with a comparator connected to said threshold level.

[Claim 3]A photodetector with which it is an active pixel sensor which has two or more pixelsand at least one pixel was functionally combined with a reset deviceA threshold level combined with said photodetectorand a device in which a time of said photodetector reaching said threshold level is shownAn analog detector which interfaces a signal of said photodetector with a signal busAn active pixel sensor with which it has a means to determine the number of times to which said photodetector reached said threshold leveland said photodetector is reset whenever said device shows that said photodetector reached said threshold level.

---

## DETAILED DESCRIPTION

---

## [Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the image sensor based on a semiconductor.

More specifically it is related with the image sensor whose dynamic range increased.

[0002]

[Description of the Prior Art] APS (active pixel sensor) is a solid (solid state) imager and each of that pixel generates the electric charge from which these are changed into voltage or current including an optical sensing means and other active parts. A signal shows the light volume which enters into pixel photosite. The dynamic range (DR) of a imaging sensing device is typically specified as a ratio to the effective value noise level ( $\sigma_{\text{noise}}$ ) of a sensor of the effective maximum detectable signal level called a saturated signal ( $V_{\text{sat}}$ ). This is shown in the formula 1.

[0003]

Formula 1: Dynamic range = the image sensor device which accumulates the electric charge generated by incidence photon like a  $V_{\text{sat}}/\sigma_{\text{noise}}$  charge coupled device (CCD) It has a dynamic range restricted in given photosite with the charge quantity ( $V_{\text{sat}}$ ) which can be collected and held. For example the charge quantity which can be collected and detected within a certain pixel is proportional to pixel area to arbitrary given CCD. The electron numbers which show  $V_{\text{sat}}$  from this to the commercial device used by a megapixel digital still camera (DSC) are 13000 to 20000 order. Incident light is dramatically bright and if many electrons are generated from the quantity which can be held in a pixel or a photodetector these excess electrons will be pulled out by the blooming prevention means in a pixel and it will not contribute to an increase saturated signal. From this a maximum detectable signal level is restricted to the charge quantity which can be held in a photodetector or a pixel. DR is restricted by

sensor noise level  $\sigma_{\text{noise}}$ . For the restrictions in  $V_{\text{sat}}$  many researches are done about CCD and  $\sigma_{\text{noise}}$  is reduced even on the very low level. DR of a typical commercial megapixel DSC device is 1000:1 or less.

[0004] The same restrictions about DR exist also about an APS device.  $V_{\text{sat}}$  is restricted by the charge quantity which can be held and can be separated in a photodetector. A superfluous electric charge is lost. This point becomes a still more serious problem compared with CCD in APS. This is for the low-voltage supply for the active parts in the APS pixel which restricts an area available for a photodetector used with an APS device and a clock. In addition, since the APS device has been used in order to provide the image sensor system on a chip, a timing circuit, a control circuit, an analog-to-digital conversion circuit, etc. not existing in CCD and digital one and analog circuitry which are used with these APS device serve as a far high noise source compared with CCD. This is based on a bigger time noise and the quantization noise which may be generated from an analog-to-digital converter on chip.

[0005] U.S. Pat. No. 5650643 (KONUMA) published to KONUMA is teaching the device which can be used since the dynamic range of a solid image sensing device is increased. KONUMA shows the means to which an effective  $V_{\text{sat}}$  level is made to increase by measuring the time needed in order to incorporate the comparator and counter relevant to a photodetector and to reach an accumulation signal threshold level and providing this as an only sensor output. A counter is used in order to determine the number of the counter clock cycles taken for a comparator to reach the signal level supplied to the comparator input with the comparator. This device provides only the number of these counter clock cycles as the output relevant to a photodetector or a signal value after that.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] According to the disclosure of KONUMA, a dynamic range increases by increasing  $V_{\text{sat}}$  effectively, but this approach has some problems.

[0007] If a counter and a comparator are provided in the 1st at each pixel, the

number of parts in each pixel becomes very large and the fill factor (fill factor) becomes [whether it becomes a small pixel and] a pixel of very big size. This approach is not realistic if the present maximum small size-like (feature) size in the state of the art of semiconductor technology and the necessity of receiving the image sensor of low cost by a small pixel are taken into consideration.

[0008] It is a counter value over time required for the 2nd in order that the output of each pixel may reach a given threshold and the analog output value over the actual charge quantity accumulated with the photodetector is not included. In this approach although an effective  $V_{sat}$  level increases effective DR will be restricted by the time period of a counter clock or accuracy and the size of the counter. For example a dynamic range is expanded to 10 bits noting that the master clock cycle of 1024 pieces is applied to desired exposure time when the counter has 10 bits or 1024 counts. If desired exposure time is 100 msec then the counter clock cycle must be less than 97.6  $\mu$ sec ( $\leq 97.6 \mu$ sec). If it is going to expand DR to 20 bits a 20-bit counter is needed and it will be necessary to make counter clock frequency to the exposure time of 100 msec larger ( $> 10.5$  MHz) than 10.5 MHz. Reduction of exposure time will need a quicker master clock so that it may correspond to it. For example if the exposure time for 1 / 60 seconds is desired or needed when acquiring an image under bright sunlight outdoors in order to quantize 20 bits a 63-MHz master clock will be needed. In order to provide a high dynamic range by a typical exposure condition it is clear that a very quick counter clock is needed. In order to integrate this in a pixel as the number of bits in a counter becomes large a bigger area will be needed and an increasingly big pixel will be generated. A typical counter needs 4-8 transistors per bit. From this a 20-bit counter needs 80-160 transistors and serves as larger ( $> 40$  micrometers) pixel size than 40 micrometers in a 0.35-micrometer CMOS process. In addition in this approach in order to acquire the output value over each pixel it is necessary to reach the threshold level by which all the pixels in an image sensor were programmed. Probably very long exposure time is needed in order to make the dark field in a scene reach a threshold level according to this if a threshold level is

close to  $V_{sat}$ . Although exposure time can be reduced by programming a threshold level to a very low value now the accuracy of the information on the very bright field in a scene will decrease. These fields are because a threshold is reached in the very short time period.

[0009] According to the approach of KONUMA in the brightest light level data is quantized [ 3rd ] more. This is shown in drawing 2. By seeing effective light measurement how calculated from the time to a threshold he can understand this.

[0010] Supposing the time quantity ( $t_T$ ) which will be needed by the time it reaches a threshold ( $V_T$ ) is known and since is constant in measuring time the light volume in arbitrary time ( $t_M$ ) is calculable. Expression of the extended active voltage ( $V_{ext}$ ) is given by the following formulas 2.

[0011] Formula 2: In the  $V_{ext}=V_T$  and  $t_M/t_T$  discrete system variable time  $t_T$  will be measured with the quantized unit which is shown in the formula 3.

[0012] Formula 3:  $t_T=t_M-cv/MaxCv$   $cv$  is the quantized integer code value here and  $MaxCv$  is a code value corresponding to  $cv$  value in  $t_M$ . The formula 4 will be obtained if formula 3 \*\* is substituted for the formula 2.

[0013] Formula 4: If  $V_{ext}=V_T$  and  $MaxCv/cv$  drawing 2 are referred to a code value ( $cv$ ) means infinite light in 0. The first measurable quantization is the maximum and is between  $cv=1$  and  $cv=2$ . The quantization to an 8-bit linear system is 0.0039 and this is smaller than the formation of a minimal-dose child in the method by the time to the threshold explained to KONUMA.

[0014] Supposing it pursues the time to a threshold outside a pixel array to the 4th using a single counter and comparator In order to perform quantization detailed enough to the extension of a dynamic range as a sampling frequency small enough for every pixel each pixel must be measured at an extremely high rate. For example suppose that 10-bit quantization is required and an image sensor has 1 million pixels [ desired exposure time ]. If desired exposure time is set to 100msec to the programmed threshold level for every 97.65microsec each pixel must be accessed and must be measured. This means that it is necessary to sample 1 million pixels for every 97.65microsec. This needs the pixel sampling

rate of 1 pixel/e. 10.24 GHz every 97.65 pico seconds. As for a means to perform this the field of APS or other image sensor devices has not been anywhere indicated by KONUMA either.

[0015] At the end the given output value is time. In order to reproduce an incidence image from this output (that is a signal level is determined) it must extrapolate by multiplication from time value. This degrades the effective noise level of a sensor. The value  $t$  is used in order to measure time until the voltage  $v(t)$  reaches a threshold. The signal  $VPD(t)$  shows time accumulation of the photon in which some Gaussian addition noises of standard deviation  $\sigma_v$  were added. The person skilled in the art can show that the noise in the extended voltage domain ( $\sigma_{Ext}$ ) relates to the addition noise as shown in the formula 5.

[0016] Formula 5:  $\sigma_{Ext} = 2\sigma_v t_M$  and  $V_T^2/t_T (V_T^2 - \sigma_v^2)$

If  $t_M$  is always larger than  $t_T$  it turns out that the value of  $\sigma_{Ext}$  is always larger than  $\sigma_v$ . A device which provides low noises small pixel and  $V_{sat}$  extended while simple and having continued maintaining read-out of low frequency and a dynamic range in conventional technology from the above argument And probably it turns out that the necessity over the means which quantizes the extended voltage signal remains.

[0017]

[Means for Solving the Problem] This invention an analog signal level in which both time which will be needed by the time it reaches an electric charge accumulated into (1) photodetector and a signal level by which an inside of a photodetector was programmed in an above-mentioned problem in conventional technology is shown Extended dynamic range APS of a small pixel provided without the necessity of forming a counter in each pixel And it conquers by providing extended dynamic range APS which provides both signals which show the number of times which reached an analog signal level in which an electric charge accumulated into (2) photodetectors is shown and a threshold level by which a given pixel was programmed within accumulation time.

[0018] According to a 1st embodiment a SUTOREJI capacitor is contained in each

pixel and this is connected to a global voltage bus which supplies voltage depending on time to a pixel array. A SUTOREJI capacitor in arbitrary given pixels will be separated from a time-dependent voltage bus if a signal level in a photodetector reaches a programmed threshold level. Voltage stored in a capacitor shows time which will be then needed by the time it reaches a threshold level by which the pixel was programmed. A pixel also has a read-out path of a photodetector signal and can read both an analog signal which shows time to a threshold and an analog signal which shows an electric charge accumulated into a photodetector at the time of an end of desired exposure time. These two analog signals are used jointly and an extended dynamic range is provided. It is not accumulated into a pixel but the counter can make a pixel small practical.

[0019] A new concept is provided and in order to determine a valid signal level in each pixel it becomes unnecessary to perform multiplication extrapolation from time value according to a 2nd embodiment. Although this technique is provided with a photodetector analog output bus it has an additional function [ say / determining the number of times which reached a threshold by which a given pixel was programmed instead of time needed by the time it reached a threshold ]. This is performed by having in a pixel a signal which shows the number of times which resets a photodetector whenever it reaches a threshold by which a photodetector was programmed and by which a photodetector was reset during the accumulation.

[0020] This invention has the effect of extending a dynamic range of APS maintaining small pixel size and a low noise. These embodiments do not need a big counter in a pixel but also provide read-out of an analog photodetector signal of a low noise. This provides an extended dynamic range sensor efficient in area which it is only needing a very simple automatic exposure signal or does not need an automatic exposure signal.

[0021]

[Embodiment of the Invention] The person skilled in the art in a pertinent art will



understand that new sensor architecture can use other arrangement like a linear sensor to the sensor arranged at the array which has a y line x sequence preferably although.

[0022] A new APS pixel and sensor architecture provide the extended dynamic range conquering restriction of conventional technology. Reference of drawing 3 will provide the new pixel architecture which provides a high dynamic range sensor. In this architecture the pixel 50 The reset transistor which has photodetector PD (typically photograph DAIDO) and reset gate RGS source follower input transistor SIG the line selection transistor which has the line selector gate RSGA comparator the bus  $V_{pr}$  which provides one input of a comparator with a volt input the 2nd source follower input transistor M1 SUTOREJI capacitor  $C_s$  It has the switch M3 which connects to a time-dependent voltage bus the bus  $V_{time}$  which provides a SUTOREJI capacitor with the time-dependent voltage signal  $V(t)$  and a SUTOREJI capacitor and the 2nd line selection transistor M2. The 2nd input to a comparator is connected to the photodetector. This pixel operates as follows. The timing diagram figure of drawing 8 is referred to. First PD a comparator and  $C_s$  are reset by the predetermined level by impressing a required signal to  $RGV_{pr}$  and  $V_{time}$  respectively. At this time PD is empty functionally the outputs of a comparator are "0" logic and  $C_s$  is connected to  $V_{time}$ . Acquisition of an image is started in time  $t_0$ . Incident light generates a photoelectron in a pixel and these are brought together in PD. The voltage impressed to the plus input of a comparator approaches  $V_{pr}$  and the switching level of a comparator as the electric charge accumulated in PD 52 increases. Voltage-level  $V(t)$  in  $V_{time}$  changes as time passes. If the threshold with which electrons enough bright input light and enough within the accumulation time  $T_{int}$  were generated and the  $V_{PD}(t)$  signal was impressed to the comparator 54 is exceeded the state of the comparator 54 will change and SUTOREJI capacitor  $C_s$  will be separated from  $V(t)$  impressed via  $V_{time}$  51. It is still  $V(t)$  in  $t = T_{int}$  in which the voltage level which pixel SUTOREJI capacitor  $C_s$  was in floating now and was finally impressed to

V<sub>time</sub> i.e. the electric charge accumulated in the photodetector 52 exceeded the threshold supplied to the comparator 54. Reference of drawing 9 shows the case of three bright pixels. The pixel a is brighter than the pixel b and its pixel b is brighter than the pixel c. The trip of the comparator to the pixel a and c is carried out to different timing and it generates the different voltage V<sub>Cs</sub> stored in each SUTOREJI capacitor as shown.

[0023] The luminosity of incident light is not enough when PD voltage level does not exceed a threshold level the state of a comparator does not change but C<sub>s</sub> is connected to V<sub>time</sub>. This is shown in drawing 10. At the time of the end of desired accumulation time a party is read at once by impression of the predetermined RSG signal to a line with each suitable pixel of a sensor. If the comparator has not carried out a "trip" the transistor M2 carries out a turn-off and a time output sequence bus is pulled to the low voltage by a source follower load transistor the whole sequence which is connected to a time output sequence bus and located in the pars basilaris ossis occipitalis of a pixel array. If the comparator is carrying out the trip the transistor M2 will carry out turn-on and a time output sequence bus will become the voltage proportional to the voltage of SUTOREJI capacitor C<sub>s</sub>. This is interpreted also as logic "1." If the comparator 54 to the pixel 50 carries out a trip the value of SUTOREJI capacitor C<sub>s</sub> will be read and recorded through a time output sequence bus. If the comparator 54 to the pixel does not carry out a "trip" the value of the signal level to the photodetector 52 is read and recorded through a signal output sequence bus. Read-out of these analog signals that show the time to a threshold or the signal level in a photodetector can be performed by the same method as the thing to APS of conventional technology.

[0024] Since the pixel in the bright field of an image has an analog signal which shows the time of reaching a signal level with the pixel the effective PD signal level of the bright field within an image is checked and the details relevant to these bright fields are maintained. Effective PD signal value V<sub>ext</sub> in this pixel can be calculated as shown in the chart of drawing 1 and it is determined by the

relation shown in the formula 2. At this time  $V_T$  is a PD signal value in case  $C_s$  is separated from  $V(t)$  and  $t_M$  is accumulation time or exposure time and  $t_T$  is time needed since that pixel reaches  $V_T$ .  $t_T$  is calculable by taking the reciprocal of  $V(t)$  function impressed to  $V(t)$  as shown in the following formulas 6.

[0025] Formula 6:  $t_T = V^{-1}(t)$

In addition since there is read-out of the analog signal value of the photodetector about the pixel in the low light volume field of the scene the details of a dark field are also known and are acquired. If it assumes that the 8-10-bit image data relevant to the bright field of the image exists and the 8-10-bit image data relevant to the dark field of the image exists These two-set image data can be connected and a total of 16-20-bit scene detailed information can be provided. The sensor which has a thereby extremely high dynamic range is obtained.

[0026] read-out of the level of SUTOREJI capacitor  $C_s$  to the pixel to which the trip of the comparator 54 was carried out -- in addition -- or please also care about that it can be parallel to the read-out and the level of the photodetector 52 can be read. Thereby two available data values are provided from the same pixel. Time until one data value reaches the threshold impressed to the comparator 54 is shown and the data value of another side shows the signal accumulated within the photodetector 52. These values can be used in cooperation and a function like a calibration can be performed. For example if a threshold level is set to 50% of  $V_{sat}$  of a photodetector the signal from  $C_s$  and PD to the pixel which reached 75% of  $V_{sat}$  can be compared and used and the exact calibration of the signal which shows the time to a threshold and the charge quantity in PD can be performed.

[0027] Other embodiments of this pixel architecture are shown in drawing 4. In this case the comparator in a pixel is removed and it is transposed to overflow gate OG and the floating diffusion area which adjoin PD. The threshold bus  $V_{pr}$  is connected to OG and the floating diffusion area is connected to the input of the switch M3 between  $V(t)$  and  $C_s$ . In drawing 4  $C_s$  is the input capacitance of the transistor M1 simply. Operation is performed like what was explained to the pixel

of drawing 3. First PD and FD are reset. FD becomes close to VDD now turn-on of the switch transistor M3 is carried out and it connects Cs to V (t). The potential of the field OG's lower part is controlled by Vpr. If accumulation progresses PD will begin to collect photoelectrons. If the potential of PD exceeds the potential of the field OG's lower part with the electron number in PD the photoelectron generated too much will flow into FD through the field of OG's lower part from PD. If the potential of FD becomes lower than the threshold voltage of M3 with the electron number in FD the turn-off of M3 will be carried out and thereby it will separate Cs from V (t). Here the voltage stored in Cs shows lapsed time until it reaches a predetermined signal level. According to this embodiment the pixel of six transistors is provided without using a counter and a comparator. Thereby the pixel of a small pitch becomes possible by a high fill factor suitable for the application of the digital still camera for consumers.

[0028] A 3rd embodiment of the same concept is shown in drawing 5 and drawing 6. In this case separate PD is formed and PD for deciding on the time to a threshold is made. This is called PDt. At the time of a start of operation both PD and PDt are reset by the predetermined level respectively. It is connected to the gate of the 2nd reset transistor M4 and the programmable threshold bus Vpr controls the level with which PDt is reset. If accumulation progresses both PD and PDt will collect photoelectrons. If the potential of PDt becomes lower than the threshold voltage of M3 with the electron number in PDt the turn-off of M3 will be carried out and thereby it will separate Cs from V (t). Here the voltage stored in Cs shows lapsed time until it reaches a predetermined signal level. The charge quantity needed in order to make potential of PDt lower than the threshold voltage of M4 is controlled by the level by which PDt is reset. The amount of photoelectrons in PD is read by the method explained previously and the signal level which shows the electron number stored in PD is given. By designing the size and capacity of PDt appropriately time until it reaches threshold  $t_r$  can be certainly shortened rather than desired accumulation time  $t_m$ . The pixel shown in drawing 6 is the same as the pixel shown in drawing 5 except for the point that

$V_{pr}$  is connected to the drain instead of a gate of the reset transistor M4. RG of M4 is connected to the same signal as RG to reset transistor #. The reset level of PDt is controlled by voltage too impressed to  $V_{pr}$ .

[0029] Other embodiments of this same concept are shown in drawing 7.

According to this embodiment a signal sequence output bus is used and the signal which shows the time to a threshold and the signal which shows the electron number stored in the photodetector are read in order. A pixel Photodetector PD transfer gate TG floating diffusion area FD It has line selection transistor RSGt which reads the reset transistor which has reset gate RG and the signal which shows the time to a threshold and line selection transistor RSGa which reads the signal which shows the analog electric charge in photodetector PD. FD is designed operate as a photodetector. Operation of this pixel is produced as follows. It is reset when first both PD and FD carry out turn-on of RG and TG and it impresses VDD to  $V_{time}$ . At this time when the turn-off of TG is carried out and  $V_{time}$  impresses the 2nd predetermined signal level to  $V_{pr}$  in the state of VDD the level of FD is separately resettable. Accumulation is started by carrying out the turn-off of RG and impressing  $V(t)$  to  $V_{time}$  after that. Both PD and FD begin to collect photoelectrons. Since the level of FD is over the threshold of SIGa SIGa functions as a switch which connects  $V(t)$  impressed to  $V_{time}$  to  $C_s$  which is the input capacitance of SIGt. When the potential of FD becomes lower than the threshold voltage SIGa with the number of photoelectrons collected in FD the turn-off of the SIGa is carried out and the voltage level stored in  $C_s$  comes to show the time to a threshold. At the time of the end of an accumulation period this sensor is read by reading the signal level which set RSGt as high and was stored in  $C_s$ . FD is reset by carrying out turn-on of RG and setting  $V_{time}$  as VDD after that. In order to provide by this the reset level for read-out which led SIGt and to cancel source follower offset of a pixel difference read-out of the signal which shows the time to a threshold is provided. Since FD is reset a reset level is read by the source follower SIGa by carrying out the turn-off of the RG and carrying out turn-on of the RSGa. After

that the electric charge in PD is transmitted to FD by carrying out the strobe of the Tg to one and OFF. And the signal level of FD is read via the source follower SIGa. Thereby correlation double sampling read-out of the analog signal level of a photodetector is provided.

[0030] Please care about that it can be set up by a system so that it may be programmable and the threshold by which Cs is separated from V (t) may provide optimum performance. In addition the time-dependent voltage signal V (t) impressed can be set as the transmission (transfer) function of arbitrary user regulations which extend a dynamic range further and quantization of a time signal can be managed. For example V (t) can be made into a logarithmic function and expansion of the illuminance range recognized in the bright field of a scene can be provided. In addition two or more Vpr signals or signal wires can be provided and a separate programmable threshold can also be established to each color pixel in an image sensor array.

[0031] Since the time value which will be needed by the time it reaches a threshold level is memorized to the bright field of a scene all the details relevant to these bright fields are maintained. Since the analog signal value over the low light volume field of a scene is known the details of a dark field are known and it is acquired. The sensor which has a thereby very high dynamic range is obtained. Supposing there is 10-bit temporal data and the remaining analog signals (namely value which did not exceed the threshold level of the comparator) are quantized by 8-10 bits 8-10 bits of measured signals will be extended exceeding  $V_T$ . It should care about again that the threshold of a comparator can be set up by a system so that it may be programmable and optimum performance may be obtained.

[0032] It differs in that it is said that they \*\*\*\*\* (1) counter using the output of the comparator 54 and reset (2) photodetectors as shown in drawing 11 although other means to attain the high dynamic range of an APS pixel are the same as that of what was explained above. According to this type of embodiment the counter value relates to each pixel. At the time of the end of the

accumulation time for frame acquisition a counter value is read via a digital output bus. The value shows the number of times reset by a photodetector filling a threshold level. Although the output voltage of a photodetector is read via an analog output bus the value shows the charge quantity collected after the photodetector was reset at the end. The full power value of a pixel applies the voltage in the photodetector from an analog output bus to the number of times which reached the threshold by which the pixel was programmed then. For example suppose that the programmed threshold level is 500 mV. A very bright field may have the counter value 1245 and 300 mV of analog output the field where it is not so bright may have the counter value 100 and 100 mV of analog outputs and a gloomy field may have the counter value 0 and 200 mV of analog outputs. In that case output voltage is calculable using the formula of a  $V_{out} = (\text{counter value}) (500) + \text{analog output value}$ .

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is a graph which specifies the variable used in this invention and provides conventional technology and the extended dynamic range in this invention.

[Drawing 2] It is a diagram figure which illustrates the quantization defect of conventional technology.

[Drawing 3] It is a diagram figure of the pixel architecture of the suitable embodiment of this invention.

[Drawing 4] It is a diagram figure of the pixel architecture of the suitable embodiment of this invention.

[Drawing 5] It is a diagram figure of the pixel architecture of the suitable embodiment of this invention.

[Drawing 6] It is a diagram figure of the pixel architecture of the suitable

embodiment of this invention.

[Drawing 7] It is a diagram figure of the pixel architecture of the suitable embodiment of this invention.

[Drawing 8] It is a timing diagram figure of operation of the pixel shown in drawing 3.

[Drawing 9] It is a timing diagram figure of operation of the pixel shown in drawing 3.

[Drawing 10] It is a timing diagram figure of operation of the pixel shown in drawing 3.

[Drawing 11] It is a diagram figure of other pixel architecture embodied by this invention.

[Description of Notations]

50 A pixel and 52 A photodetector and 54 A comparator and PD

Photodetector RG -- a reset gate a RSG line selector gate a SIG source follower input transistor a Vpr bus a Vtime bus Cs SUTOREJI capacitor and M1 -- the [ the 2nd source follower input transistor and / M2 ] -- the line selection transistor of two and M3 switch.

---





## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のピクセルを有するアクティブピクセルセンサであって、少なくとも一つのピクセルが、リセット装置に機能的に結合された光検出器と、前記光検出器に結合された閾値レベルと、前記光検出器が前記閾値レベルに達したときを示す装置と、前記光検出器の信号を信号バスにインターフェースするアナログ検出器と、を備えている、アクティブピクセルセンサ。

【請求項2】 前記装置が前記閾値レベルに接続された比較器を更に備えている、請求項1に記載のアクティブピクセルセンサ。

【請求項3】 複数のピクセルを有するアクティブピクセルセンサであって、少なくとも一つのピクセルが、リセット装置に機能的に結合された光検出器と、前記光検出器に結合された閾値レベルと、前記光検出器が前記閾値レベルに達したときを示す装置と、前記光検出器の信号を信号バスにインターフェースするアナログ検出器と、前記光検出器が前記閾値レベルに達した回数を決定する手段と、を備えていて、前記光検出器が前記閾値レベルに達したことを前記装置が示す毎に前記光検出器がリセットされる、アクティブピクセルセンサ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、半導体に基づくイメージセンサに関しており、より具体的には、ダイナミックレンジが増したイメージセンサに関する。

## 【0002】

【従来の技術】 APS（アクティブピクセルセンサ）は固体（ソリッドステート）イメージャであって、その各ピクセルは光センシング手段と他の能動部品を含み、これらが、電圧又は電流に変換される電荷を生成する。信号は、ピクセルフォトサイトに入射する光量を示す。イメージングセンシング装置のダイナミックレンジ（DR）は、典型的には飽和信号（ $V_{sat}$ ）と呼ばれる有効最大検出可能信号レベルの、センサの実効値ノイズレベル（ $\sigma_{noise}$ ）に対する比として規定される。これは、式1に示される。

## 【0003】

式1:  $\text{ダイナミックレンジ} = V_{sat} / \sigma_{noise}$   
電荷結合素子（CCD）のような入射光子によって生成された電荷を集積するイメージセンサ装置は、所与のフォトサイト内に収集且つ保持されることができる電荷量（ $V_{sat}$ ）によって制限されるダイナミックレンジを有している。例えば、任意の所与のCCDに対して、あるピクセル内で収集且つ検出されることができる電荷量は、ピクセル面積に比例する。これより、メガピクセ

ルデジタルスチルカメラ（DSC）で使用される商用装置に対して、 $V_{sat}$ を示す電子数は13,000個から20,000個のオーダーである。入射光が非常に明るく、ピクセル又は光検出器内に保持できる量より多くの電子を生成すると、これらの過剰電子はピクセル内のブルーミング防止手段によって引き出され、増加飽和信号には寄与しない。これより、最大検出可能信号レベルは、光検出器又はピクセル内に保持されることができる電荷量に制限される。DRは、センサノイズレベル $\sigma_{noise}$ によっても制限される。 $V_{sat}$ における制約のために、CCDに関して多くの研究が行われてきて、 $\sigma_{noise}$ を非常に低いレベルにまで減らしてきている。典型的な商用メガピクセルDSC装置は、DRが1000:1以下である。

【0004】 DRについての同じ制約が、APS装置に関しても存在する。 $V_{sat}$ は、光検出器内に保持され且つ分離されることができる電荷量によって制限される。過剰な電荷は失われる。この点は、APSにおいてはCCDに比べて更に深刻な問題になる。これは、光検出器のために利用可能な面積を制限するAPSピクセル内の能動部品のため、及びAPS装置で使用される低電圧サブライ及びクロックのためである。加えて、APS装置はチップ上のイメージセンサシステムを提供するために使用されてきたので、CCDには存在しないタイミング回路、制御回路、アナログ・デジタル変換回路等が存在し、これらAPS装置で使用されるデジタル及びアナログ回路が、CCDに比べてはるかに高いノイズ発生源となる。これは、より大きな時間ノイズ、及びオンチップのアナログ・デジタル変換器から発生する可能性のある量子化ノイズによる。

【0005】 コヌマに対して発行された米国特許第5,650,643号（コヌマ）は、固体イメージセンシング装置のダイナミックレンジを増すために使用できる装置を教示している。コヌマは、光検出器に関連した比較器とカウンタとを組み込んで集積信号閾値レベルに到達するために必要とされる時間を計測し、これを唯一のセンサ出力として提供することにより、有効 $V_{sat}$ レベルを増加させる手段を示している。カウンタは比較器と共に、比較器入力に供給された信号レベルに比較器が達するまでに要したカウンタクロック周期の数を決定するために使用される。この装置はその後、このカウンタクロック周期の数のみを、光検出器に関連した出力又は信号値として提供する。

## 【0006】

【発明が解決しようとする課題】 コヌマの開示内容によれば、 $V_{sat}$ を効果的に増加することによってダイナミックレンジが増加するが、このアプローチは幾つかの問題点を有している。

【0007】 第1に、各ピクセルにカウンタ及び比較器を設けるとすれば、各ピクセルにおける部品数が非常に

大きくなり、フィルファクタ (fill factor) が小さいピクセルになるか、非常に大きなサイズのピクセルになる。このアプローチは、半導体テクノロジーの技術水準における現在の最小形状 (feature) サイズ、及び小型ピクセルで低コストのイメージセンサに対する必要性を考慮すれば、現実的ではない。

【0008】第2に、各ピクセルの出力は、所与の閾値に到達するために必要な時間に対するカウンタ値であり、光検出器にて集積された実際の電荷量に対するアナログ出力値は含まない。このアプローチでは、有効  $V_{sat}$  レベルは増加するが、有効 DR は、カウンタクロックの時間周期又は精度、及びカウンタのサイズにより制限されるであろう。例えば、カウンタが10ビット又は1024カウントを有していると、1024個のマスタクロック周期が所望の露出時間にあてはまるとして、ダイナミックレンジは10ビットまで拡大される。所望の露出時間が100msecであれば、そのときにはカウンタクロック周期は97.6µsec以下 ( $\leq 97.6 \mu sec$ ) でなければならない。DRを20ビットまで拡大しようとするれば、20ビットのカウンタが必要になり、100msecの露出時間に対するカウンタクロック周波数を10.5MHzより大きく ( $> 10.5 MHz$ ) する必要があるであろう。露出時間が減少すると、それに対応するように、より速いマスタクロックが必要とされる。例えば、屋外にて明るい太陽光のもとでイメージを獲得する場合に1/60秒の露出時間が望まれる又は必要とされるならば、20ビットを量子化するために63MHzのマスタクロックが必要とされるであろう。典型的な露出条件で高ダイナミックレンジを提供するためには、非常に速いカウンタクロックが必要とされることは明らかである。また、カウンタ中のビット数が大きくなるにつれて、これをピクセル内に集積化するために、より大きな面積が必要になり、ますます大きなピクセルが生成されることになる。典型的なカウンタは、ビット当たり4~8個のトランジスタを必要とする。これより、20ビットのカウンタは80~160個のトランジスタを必要とし、0.35µmのCMOSプロセスにおいて40µmより大きい ( $> 40 \mu m$ ) ピクセルサイズとなる。加えて、このアプローチでは、各ピクセルに対する出力値を得るために、イメージセンサ内の全ピクセルがプログラムされた閾値レベルに達する必要がある。これによると、閾値レベルが  $V_{sat}$  に近ければ、シーン中の暗い領域を閾値レベルに到達させるために、非常に長い露出時間を必要とするであろう。露出時間は、閾値レベルを非常に低い値にプログラミングすることによって低減させることができるが、これでは、シーン中の非常に明るい領域の情報の精度が減少するであろう。なぜなら、これらの領域は、非常に短い時間期間で閾値に達するからである。

【0009】第3に、コヌマのアプローチによると、最

も明るい光レベルにおいて、データはより量子化される。これは図2に示されている。閾値までの時間から有効光測定がどのように計算されるかを見ることによって、これを理解することができる。

【0010】閾値 ( $V_T$ ) に達するまでに必要とされる時間量 ( $t_T$ ) が分かって且つソースが測定時間中に一定であるとするならば、任意の時間 ( $t_M$ ) での光量を計算することができる。拡張された有効電圧 ( $V_{ext}$ ) の表現は、以下の式2にて与えられる。

$$【0011】式2: V_{ext} = V_T \cdot t_M / t_T$$

離散システムにおいては、可変時間  $t_T$  は、式3に示される量子化されたユニットによって測定されるであろう。

$$【0012】式3: t_T = t_M \cdot c_v / \text{Max } C_v$$

ここで、 $c_v$  は量子化された整数コード値であり、 $\text{Max } C_v$  は  $t_M$  における  $c_v$  値に対応するコード値である。式2に式3を代入すれば、式4が得られる。

$$【0013】式4: V_{ext} = V_T \cdot \text{Max } C_v / c_v$$

図2を参照すると、コード値 ( $c_v$ ) が0とは、無限光を意味する。最初の測定可能な量子化が最大であって、 $c_v = 1$  と  $c_v = 2$  との間にある。8ビットリニアシステムに対する量子化は0.0039であり、これは、コヌマに説明された閾値までの時間による方法における最小量子化よりも少ない。

【0014】第4に、ピクセルアレイの外で単一のカウンタ及び比較器を使用して閾値までの時間を追跡するとすれば、ピクセル毎に十分に小さなサンプリング周波数としてダイナミックレンジの拡張部分に対して十分に微細な量子化を行うために、各ピクセルは極端に高いレートで測定されなければならない。例えば、所望の露出時間に亘って10ビットの量子化が必要であり、且つイメージセンサに100万個のピクセルがあるとする。所望の露出時間を100msecとすると、各ピクセルは、プログラムされた閾値レベルに対して97.65µsec毎にアクセスされて測定されなければならない。これは、100万個のピクセルを97.65µsec毎にサンプリングする必要があることを意味している。これは、97.65ピコ秒毎に1ピクセル、すなわち10.24GHzのピクセルサンプリングレートを必要とする。これを実行する手段は、コヌマにも、APS又は他のイメージセンサ装置の分野のどこにも、開示されてきていない。

【0015】最後に、与えられた出力値は時間である。この出力から入射イメージを再生する (すなわち、信号レベルを決定する) ためには、時間値から乗算によって外挿しなければならない。これは、センサの有効ノイズレベルを劣化させる。電圧  $v(t)$  が閾値に到達するまでの時間を測定するために、値  $t$  が使用される。信号  $V_{PD}(t)$  は、標準偏差  $\sigma V$  のガウシアン付加ノイズが幾らか加わった光子の時間的な蓄積を示す。当業者は、

拡張された電圧ドメイン ( $\sigma_{Ext}$ ) におけるノイズが、式5によって示されるように付加ノイズに関連していることを示すことができる。

$$【0016】式5: \sigma_{Ext} = 2 \cdot \sigma_v \cdot t_M \cdot V_T^2 / t_T (V_T^2 - \sigma_v^2)$$

$t_M$  が常に  $t_T$  よりも大きいとすれば、 $\sigma_{Ext}$  の値が常に  $\sigma_v$  よりも大きいことが分かる。以上の議論より、従来技術においては、低ノイズ、小型ピクセル、単純且つ低周波数の読み出しを保ち続けながら拡張された  $V_{sat}$  及びダイナミックレンジを提供する装置、及び拡張された電圧信号の量子化を行う手段に対する必要性が残っていることが分かるであろう。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明は、従来技術における上述の問題点を、(1) 光検出器内に集積された電荷と光検出器の内部のプログラムされた信号レベルに到達するまでに必要とされる時間との両方を示すアナログ信号レベルを、各ピクセル内にカウンタを設ける必要なしに提供する小型ピクセルの拡張ダイナミックレンジAPS、及び(2) 光検出器内に集積された電荷を示すアナログ信号レベルと所与のピクセルが集積時間内にプログラムされた閾値レベルに達した回数を示す信号との両方を提供する拡張ダイナミックレンジAPS、を提供することによって克服する。

【0018】第1の実施形態では、ストレジキャパシタが各ピクセル内に含まれていて、これが、時間に依存する電圧をピクセルアレイに供給するグローバル電圧バスに接続されている。任意の所与のピクセル内のストレジキャパシタは、光検出器内の信号レベルがプログラムされた閾値レベルに達すると、時間依存電圧バスから切り離される。キャパシタに蓄えられた電圧は、そのときには、そのピクセルがプログラムされた閾値レベルに達するまでに必要とされる時間を示す。ピクセルは光検出器信号の読み出しバスも有しており、閾値までの時間を示すアナログ信号と光検出器内に集積された電荷を示すアナログ信号との両方を、所望の露出時間の終了時に読み出すことができる。これら2つのアナログ信号が共同して使用されて、拡張ダイナミックレンジを提供する。カウンタはピクセル内に集積されておらず、ピクセルを実用的に小さくすることができる。

【0019】第2の実施形態では、新しい概念が提供されて、各ピクセル内の有効信号レベルを決定するために時間値からの乗算外挿を行う必要がなくなる。この手法は光検出器アナログ出力バスを備えているが、閾値に達するまでに必要とされた時間ではなく、所与のピクセルがプログラムされた閾値に達した回数を決定するという、付加的な機能を有している。これは、光検出器がプログラムされた閾値に達するたびに光検出器をリセットし、光検出器が集積期間中にリセットされた回数を示す信号をピクセル内に有することによって、実行される。

【0020】本発明は、小型ピクセルサイズ及び低ノイズを保ちながら、APSのダイナミックレンジを拡張するという効果を有する。これらの実施形態は、ピクセル内に大きなカウンタを必要とせず、低ノイズのアナログ光検出器信号の読み出しも提供する。これは、非常に単純な自動露出信号を必要とするのみであるか又は自動露出信号を必要としない、面積的に効率的な拡張ダイナミックレンジセンサを提供する。

【0021】

【発明の実施の形態】新しいセンサアーキテクチャは、好ましくはy行x列を有するアレイに配置されたセンサに対するものであるが、リニアセンサのような他の配列も使用できることを、関連技術における当業者は理解するであろう。

【0022】新しいAPSピクセル及びセンサアーキテクチャは、従来技術の制限を克服しながら、拡張されたダイナミックレンジを提供する。図3を参照すると、高ダイナミックレンジセンサを提供する新しいピクセルアーキテクチャが提供される。このアーキテクチャでは、ピクセル50は、光検出器PD (典型的にはフォトダイード)、リセットゲートRGを有するリセットトランジスタ、ソースフォロワ入力トランジスタSIG、行選択ゲートRSGを有する行選択トランジスタ、比較器、電圧入力を比較器の一つの入力に提供するバスVpr、第2のソースフォロワ入力トランジスタM1、ストレジキャパシタCs、時間依存電圧信号V(t)をストレジキャパシタに提供するバスVtime、ストレジキャパシタを時間依存電圧バスに接続するスイッチM3、及び第2の行選択トランジスタM2を備えている。比較器に対する第2の入力は、光検出器に接続されている。このピクセルは、以下のように動作する。図8のタイミングダイアグラム図を参照する。はじめに、PD、比較器、及びCsが、必要な信号をRG、Vpr、及びVtimeにそれぞれ印加することによって、所定のレベルにリセットされる。このとき、PDは機能的に空であり、比較器の出力は「0」論理であり、CsはVtimeに接続される。時間t0で、イメージの獲得が開始される。入射光がピクセル内に光電子を生成し、これらがPDに集められる。PD52に蓄積される電荷が増加するにつれて、比較器の正入力に印加される電圧がVpr及び比較器のスイッチングレベルに近づく。また、時間が経つにつれて、Vtimeにおける電圧レベルV

(t) が変化する。入力光が十分に明るくて、集積時間Tint内に十分な電子が生成されてVPD(t)信号が比較器54に印加された閾値を越すと、比較器54の状態が切り替わって、Vtime51を介して印加されるV(t)からストレジキャパシタCsが切り離される。これでピクセルストレジキャパシタCsはフローティング状態になり、最後にVtime51に印加された電圧レベル、すなわち光検出器52に蓄積された電荷が

比較器54に供給された閾値を越えた $t = T_{int}$ における $V(t)$ のままである。図9を参照すると、3つの明るいピクセルの場合が示されている。ピクセルaはピクセルbより明るく、ピクセルbはピクセルcより明るい。示されているように、ピクセルa、b及びcに対する比較器は異なるタイミングでトリップして、各ストレジキャパシタに蓄えられる異なる電圧 $V_{Cs}$ を生成する。

【0023】入射光の明るさが十分ではなくPD電圧レベルが閾値レベルを越えないときには、比較器の状態は切り替わらず、 $C_s$ は $V_{time}$ に接続されたままである。これは図10に示されている。所望の集積時間の終了時には、センサの各ピクセルは、適当な行への所定のRSG信号の印加によって、一度に一行が読み出される。比較器が「トリップ」していなければ、トランジスタM2がターンオフし、時間出力列バスに接続されてピクセルアレイの底部に位置する列毎ソースフォロウ負荷トランジスタによって、時間出力列バスが低電圧に引かれる。比較器がトリップしていると、トランジスタM2がターンオンし、時間出力列バスはストレジキャパシタ $C_s$ の電圧に比例した電圧になる。これは、論理「1」とも解釈される。ピクセル50に対する比較器54がトリップすると、ストレジキャパシタ $C_s$ の値が時間出力列バスを通して読み出されて記録される。そのピクセルに対する比較器54が「トリップ」しなければ、光検出器52に対する信号レベルの値が信号出力列バスを通して読み出されて記録される。閾値までの時間又は光検出器内の信号レベルを示すこれらのアナログ信号の読み出しは、従来技術のAPSに対するものと同様の方法で行われることができる。

【0024】イメージの明るい領域におけるピクセルは、そのピクセルがある信号レベルに達した時点を示すアナログ信号を有しているので、イメージ内の明るい領域の有効PD信号レベルが確認されて、これらの明るい領域に関連する詳細が維持される。このピクセルにおける有効PD信号値 $V_{ext}$ は、図1のチャートに示されるように計算されることができ、式2に示される関係によって決定される。このとき、 $V_T$ は $C_s$ が $V_{time}$ 及び $V(t)$ から切り離されるときのPD信号値であり、 $t_M$ は集積時間又は露出時間であり、 $t_T$ はそのピクセルが $V_T$ に達するために必要とされる時間である。 $t_T$ は、以下の式6に示されるように、 $V_{time}$ に印加される $V(t)$ 関数の逆数をとることによって計算することができる。

【0025】式6： $t_T = V^{-1}(t)$

加えて、そのシーンの低光量領域内のピクセルについての光検出器のアナログ信号値の読み出しがあるので、暗い領域の詳細も分かって獲得される。イメージの明るい領域に関連した8～10ビットのイメージデータが存在し、且つイメージの暗い領域に関連した8～10ビット

のイメージデータが存在すると仮定すると、これらの2セットのイメージデータを連結して、計16～20ビットのシーン詳細情報を提供することができる。これにより、極端に高いダイナミックレンジを有するセンサが得られる。

【0026】比較器54をトリップさせたピクセルに対するストレジキャパシタ $C_s$ のレベルの読み出しに加えて、又はその読み出しに平行して、光検出器52のレベルの読み出しを行うこともできることに留意されたい。これにより、同じピクセルから利用可能な2つのデータ値が提供される。一方のデータ値は、比較器54に印加された閾値に達するまでの時間を示し、他方のデータ値は、光検出器52内で集積された信号を示す。これらの値を協調して使用して、キャリブレーションのような機能を実行することができる。例えば、閾値レベルが光検出器の $V_{sat}$ の50%に設定されるならば、 $V_{sat}$ の75%に達したピクセルに対する $C_s$ 及びPDからの信号を比較且つ使用して、閾値までの時間及びPD内の電荷量を示す信号の正確なキャリブレーションを行うことができる。

【0027】このピクセルアーキテクチャの他の実施形態が、図4に示されている。この場合には、ピクセル内の比較器が取り除かれて、PDに隣接するオーバーフローゲートOGとフローティング拡散領域とに置き換えられている。閾値バス $V_{pr}$ はOGに接続され、フローティング拡散領域は $V(t)$ と $C_s$ との間のスイッチM3の入力に接続されている。図4では、 $C_s$ は、単純にトランジスタM1の入力キャパシタンスである。動作は、図3のピクセルに対して説明したものと同様に行われる。はじめに、PDとFDとがリセットされる。これでFDはVDDに近くなり、スイッチトランジスタM3はターンオンして $C_s$ を $V(t)$ に接続する。OGの下方の領域の電位は、 $V_{pr}$ によって制御される。集積が進むと、PDは光電子を集め始める。PD内の電子数によってPDの電位がOGの下方の領域の電位を越えると、余分に生成された光電子はPDからOGの下方の領域を通してFDへ流れる。FD内の電子数によってFDの電位がM3の閾値電圧より低くなると、M3はターンオフし、これにより $C_s$ を $V(t)$ から切り離す。ここで、 $C_s$ に蓄えられた電圧は、所定の信号レベルに達するまでの経過時間を示す。この実施形態では、カウンタも比較器も使用されずに6トランジスタのピクセルが提供される。これにより、消費者用デジタルスチルカメラのアプリケーションに適した高フィルファクタで小ピッチのピクセルが可能になる。

【0028】同じ概念の第3の実施形態が図5及び図6に示されている。この場合、別個のPDが形成されて、閾値までの時間を決定するためのPDが作られる。これは、PD $t$ と呼ばれる。動作の開始時には、PD及びPD $t$ の両方が、それぞれ所定のレベルにリセットされ

る。プログラム可能な閾値バス $V_{pr}$ は第2のリセットトランジスタ $M_4$ のゲートに接続され、 $PDt$ がリセットされるレベルを制御する。集積が進むと、 $PD$ 及び $PDt$ は両方とも光電子を集める。 $PDt$ 内の電子数によって $PDt$ の電位が $M_3$ の閾値電圧よりも低くなると、 $M_3$ はターンオフして、これにより $C_s$ を $V(t)$ から切り離す。ここで、 $C_s$ に蓄えられた電圧は、所定の信号レベルに到達するまでの経過時間を示す。 $PDt$ の電位を $M_4$ の閾値電圧よりも低くするために必要とされる電荷量は、 $PDt$ がリセットされるレベルによって制御される。 $PD$ 内の光電子量が先に説明した方法で読み出されて、 $PD$ 内に蓄えられた電子数を示す信号レベルを与える。 $PDt$ のサイズ及び容量を適切に設計することによって、閾値 $t_{th}$ に達するまでの時間を、所望の集積時間 $t_{int}$ よりも確実に短くすることができる。図6に示されるピクセルは、 $V_{pr}$ がリセットトランジスタ $M_4$ のゲートではなくドレインに接続されている点を除いて、図5に示されたピクセルと同じである。 $M_4$ の $RG$ は、リセットトランジスタ $\#$ に対する $RG$ と同じ信号に接続されている。 $PDt$ のリセットレベルは、やはり $V_{pr}$ に印加される電圧によって制御される。

【0029】この同じ概念の他の実施形態が図7に示されている。この実施形態では、信号列出力バスを使用して、閾値までの時間を示す信号と光検出器に蓄えられた電子数を示す信号とを順に読み出す。ピクセルは、光検出器 $PD$ 、トランスファゲート $TG$ 、フローティング拡散領域 $FD$ 、リセットゲート $RG$ を有するリセットトランジスタ、閾値までの時間を示す信号を読み出す行選択トランジスタ $RSgt$ 、光検出器 $PD$ 内のアナログ電荷を示す信号を読み出す行選択トランジスタ $RSGa$ を備える。 $FD$ は、光検出器として動作するように設計されている。このピクセルの動作は、以下のように生じる。はじめに、 $PD$ 及び $FD$ の両方が、 $RG$ 及び $TG$ をターンオンし且つ $VDD$ を $V_{time}$ に印加することによってリセットされる。このとき、 $TG$ をターンオフし且つ $V_{time}$ が $VDD$ の状態第2の所定の信号レベルを $V_{pr}$ に印加することによって、 $FD$ のレベルを別個にリセットすることができる。その後、 $RG$ をターンオフし且つ $V(t)$ を $V_{time}$ に印加することによって、集積が開始される。 $PD$ 及び $FD$ の両方が光電子を集め始める。 $FD$ のレベルは $SIga$ の閾値を越えているので、 $SIga$ は、 $V_{time}$ に印加された $V$

( $t$ )を $SIgt$ の入力キャパシタンスである $C_s$ に接続するスイッチとして機能する。 $FD$ 内に集められた光電子数によって $FD$ の電位が閾値電圧 $SIga$ より低くなると、 $SIga$ はターンオフして、 $C_s$ に蓄えられた電圧レベルが閾値までの時間を示すようになる。集積期間の終了時に、 $RSgt$ を $high$ に設定して $C_s$ に蓄えられた信号レベルを読み出すことによって、このセンサが読み出される。その後、 $RG$ をターンオンして $V$

$time$ を $VDD$ に設定することによって、 $FD$ がリセットされる。これにより、 $SIgt$ を通じた読み出しのためのリセットレベルが提供され、ピクセルのソースフォロワオフセットをキャンセルするために、閾値までの時間を示す信号の差分読み出しが提供される。 $FD$ がリセットされるので、リセットレベルは、 $RSgt$ をターンオフし且つ $RSga$ をターンオンすることによって、ソースフォロワ $SIga$ によって読み出される。その後、 $Tg$ をオン及びオフにストロブすることによって、 $PD$ 内の電荷が $FD$ に転送される。それから、 $FD$ の信号レベルがソースフォロワ $SIga$ を介して読み出される。これにより、光検出器のアナログ信号レベルの相関二重サンプリング読み出しが提供される。

【0030】 $C_s$ が $V(t)$ から切り離される閾値がプログラム可能であり、最適性能を提供するようにシステムによって設定されることができると、留意されたい。加えて、印加される時間依存電圧信号 $V(t)$ を、ダイナミックレンジを更に拡張するような任意のユーザ規定の転送（トランスファー）関数に設定して、時間信号の量子化を管理することができる。例えば、 $V(t)$ を対数関数にして、シーンの明るい領域で認識されるイルミナンス範囲の拡大を提供することができる。加えて、複数の $V_{pr}$ 信号又は信号線を設けて、イメージセンサアレイ内の各カラーピクセルに対して別個のプログラム可能な閾値を設けることもできる。

【0031】閾値レベルに達するまでに必要とされる時間値がシーンの明るい領域に対して記憶されるので、これらの明るい領域に関連する詳細は全て維持される。シーンの低光量領域に対するアナログ信号値は既知であるので、暗い領域の詳細が分かって獲得される。これにより、極めて高いダイナミックレンジを有するセンサが得られる。10ビットの時間データがあり且つ残りのアナログ信号（すなわち、比較器の閾値レベルを越えなかった値）が8～10ビットに量子化されたとすると、測定された信号は8～10ビットだけ $V_T$ を越えて拡張される。比較器の閾値はプログラム可能であり、最適性能が得られるようにシステムによって設定されることができると、再び留意すべきである。

【0032】APSピクセルの高ダイナミックレンジを達成する他の手段は、上記で説明したものと同様であるが、図11に示されるように、比較器54の出力を使用して（1）カウンタをインクリメントし、且つ（2）光検出器をリセットするという点が異なっている。このタイプの実施形態では、カウンタ値は各ピクセルに関連している。フレーム獲得のための集積時間の終了時に、カウンタ値はデジタル出力バスを介して読み出される。その値は、光検出器が閾値レベルを満たしてリセットされた回数を示す。光検出器の出力電圧はアナログ出力バスを介して読み出されるが、その値は、光検出器が最後にリセットされてから集められた電荷量を示す。そのと

き、ピクセルの全出力値は、そのピクセルがプログラムされた閾値に達した回数にアナログ出力バスからの光検出器内の電圧を加えたものである。例えば、プログラムされた閾値レベルが500mVであるとする。非常に明るい領域はカウンタ値1245及びアナログ出力300mVを有することがあり、それほど明るくない領域はカウンタ値100及びアナログ出力100mVを有することがあり、薄暗い領域はカウンタ値0及びアナログ出力200mVを有することがある。その場合、出力電圧は、 $V_{out} = (\text{カウンタ値}) (500) + \text{アナログ出力値}$  という公式を使用して計算することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にて使用される変数を規定して、従来技術及び本発明での拡張ダイナミックレンジを提供するグラフである。

【図2】 従来技術の量子化欠陥を例示するダイアグラム図である。

【図3】 本発明の好適な実施形態のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

【図4】 本発明の好適な実施形態のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

【図5】 本発明の好適な実施形態のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

【図6】 本発明の好適な実施形態のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

【図7】 本発明の好適な実施形態のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

【図8】 図3に示すピクセルの動作のタイミングダイアグラム図である。

【図9】 図3に示すピクセルの動作のタイミングダイアグラム図である。

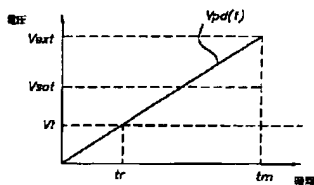
【図10】 図3に示すピクセルの動作のタイミングダイアグラム図である。

【図11】 本発明によって具現化される他のピクセルアーキテクチャのダイアグラム図である。

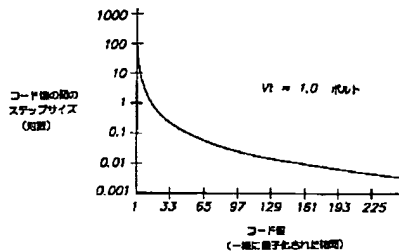
【符号の説明】

50 ピクセル、52 光検出器、54 比較器、PD 光検出器、RG リセットゲート、RSG 行選択ゲート、SIG ソースフォロウ入力トランジスタ、Vp r バス、V t i m e バス、C s ストレジキャパシタ、M 1 第2のソースフォロウ入力トランジスタ、M 2 第2の行選択トランジスタ、M 3 スイッチ。

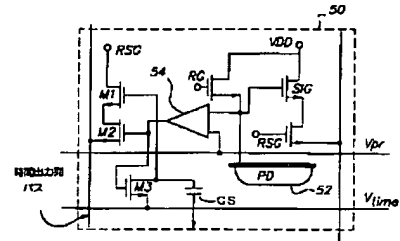
【図1】



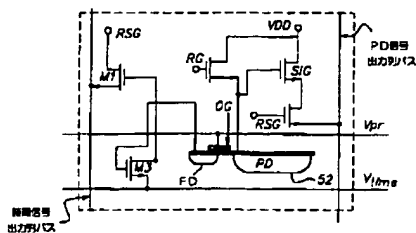
【図2】



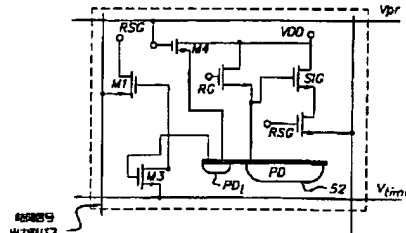
【図3】



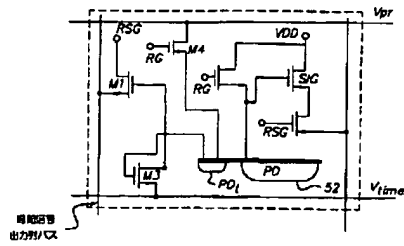
【図4】



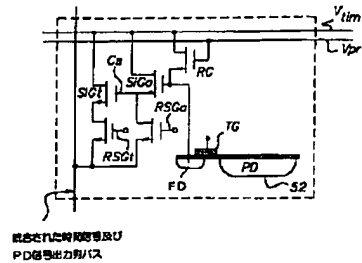
【図5】



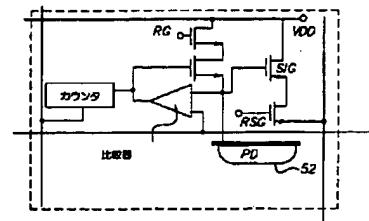
【図6】



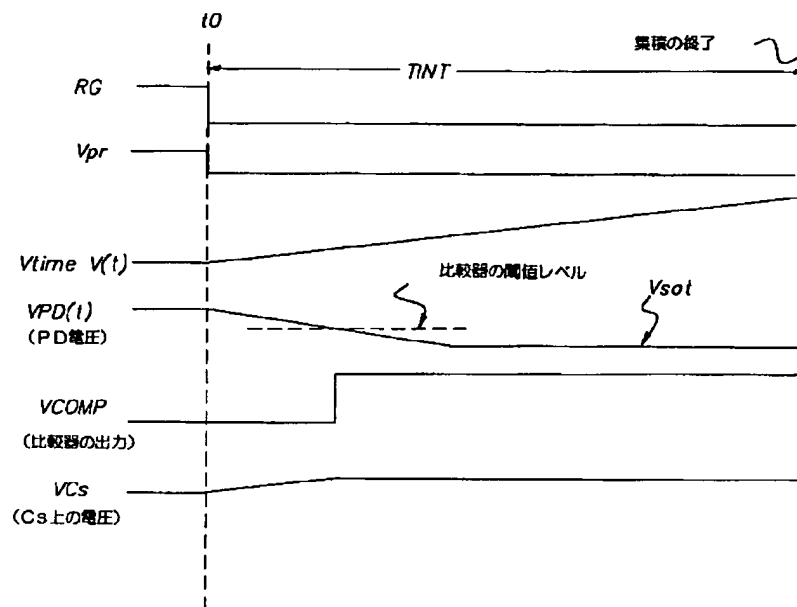
【図7】



【図11】

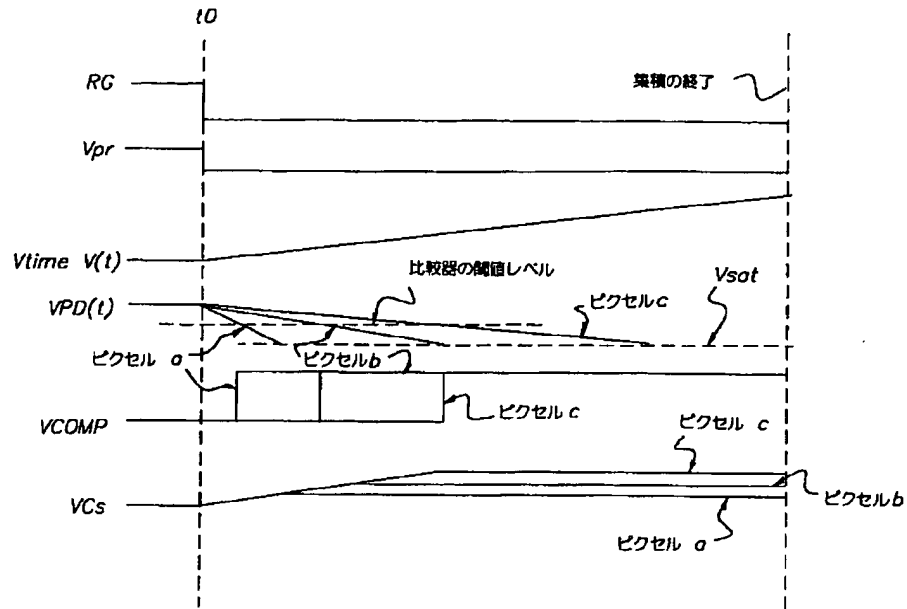


【図8】





【図9】



【図10】

